



PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicants: Chan-Soo HWANG et al. Docket: 678-1213
Serial No.: 10/694,197 Dated: December 15, 2003
Filed: October 27, 2003
For: APPARATUS AND METHOD FOR TRANSMITTING AND RECEIVING
DATA IN A MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME
TRELLIS CODE

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

Sir:

Enclosed is a certified copy of Korean Appln. No. 2003-4089 filed on
January 21, 2003, from which priority is claimed under 35 U.S.C. §119.

Respectfully submitted,


Paul J. Farrell
Registration No. 33,494
Attorney for Applicants

DILWORTH & BARRESE, LLP
333 Earle Ovington Boulevard
Uniondale, New York 11553
(516) 228-8484

CERTIFICATE OF MAILING UNDER 37 C.F.R. § 1.8 (a)

I hereby certify that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail, postpaid in an envelope, addressed to the: Commissioner of Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450 on December 15, 2003.

Dated: December 15, 2003


Paul J. Farrell



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Intellectual Property Office.

출원 번호 : 10-2003-0004089
Application Number

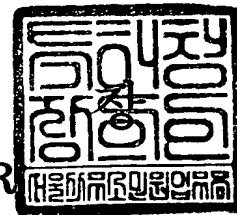
출원 년 월 일 : 2003년 01월 21일
Date of Application JAN 21, 2003

출원인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 09 월 30 일

특 허 청
COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0010
【제출일자】	2003.01.21
【국제특허분류】	H04M
【발명의 명칭】	시공간 트렐리스 코드를 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터 송수신 장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS FOR TRANSMITTING/RECEIVING DATA IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME TRELLIS CODE AND METHOD THEREOF
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	2003-001449-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	황찬수
【성명의 영문표기】	HWANG, Chan Soo
【주민등록번호】	750704-1162416
【우편번호】	449-905
【주소】	경기도 용인시 기흥읍 상갈리 금화마을 주공 아파트 303동 1704호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김영수
【성명의 영문표기】	KIM, Yung Soo
【주민등록번호】	640112-1063613
【우편번호】	463-510
【주소】	경기도 성남시 분당구 미금동 까치마을1단지대우아파트 109-2401
【국적】	KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 남승훈
【성명의 영문표기】 NAM, Seung Hoon
【주민등록번호】 771003-1055625
【우편번호】 158-071
【주소】 서울특별시 양천구 신정1동 목동아파트 1022-504
【국적】 KR

【발명자】

【성명의 국문표기】 정재학
【성명의 영문표기】 CHUNG, Jae Hak
【주민등록번호】 640822-1047624
【우편번호】 137-771
【주소】 서울특별시 서초구 서초동 무지개아파트 1동 403호
【국적】 KR

【심사청구】

청구

【취지】

특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인
 이건주 (인)

【수수료】

【기본출원료】	20 면	29,000 원
【가산출원료】	51 면	51,000 원
【우선권주장료】	0 건	0 원
【심사청구료】	37 항	1,293,000 원
【합계】		1,373,000 원

【요약서】**【요약】**

본 발명은 M개의 송신 안테나들을 가지는 이동 통신 시스템에서, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하고, 상기 인코딩된 P개의 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력한 후, 상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신함으로써 최대 다이버시티 이득을 유지하면서 데이터 전송률을 증가시킨다.

【대표도】

도 5

【색인어】

천공 패턴, 최대 다이버시티, 데이터 전송률, 최적 생성 다항식, trellis termination

【명세서】**【발명의 명칭】**

시공간 트렐리스 코드를 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터 송수신 장치 및 방법
{APPARATUS FOR TRANSMITTING/RECEIVING DATA IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM USING SPACE-TIME
TRELLIS CODE AND METHOD THEREOF}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 2는 도 1의 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 도시한 도면

도 3은 2개의 인코더와, 3개의 송신 안테나를 가지는 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 4는 도 1의 송신기에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 5는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 6은 도 5의 송신기에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면

도 7은 constraint length K가 4인 경우 본 발명의 천공 적용에 따른 시뮬레이션 결과를 개략적으로 도시한 그래프

도 8은 constraint length K가 5인 경우 본 발명의 천공 적용에 따른 시뮬레이션 결과를 개략적으로 도시한 그래프

도 9는 일반적인 trellis termination에 따른 송신 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면

도 10은 본 발명의 trellis termination에 따른 송신 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

- <11> 본 발명은 이동 통신 시스템에 관한 것으로서, 특히 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space-Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터를 송수신하는 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <12> 이동 통신 시스템(Mobile Telecommunication System)이 급속히 발전해 나가고, 또한 상기 이동 통신 시스템에서 서비스하는 데이터량이 급속하게 증가함에 따라 보다 고속의 데이터를 전송하기 위한 3세대 이동 통신 시스템이 개발되었다. 이런 3세대 이동 통신 시스템은 유럽은 기지국간 비동기방식인 광대역 코드 분할 다중 접속(W-CDMA: Wideband-Code Division Multiple Access) 방식을, 북미는 기지국간 동기방식인 CDMA(Code Division Multiple Access, 이하 "CDMA"라 칭하기로 한다)-2000 방식을 무선 접속 규격으로 표준화하고 있으며, 상기 이동 통신시스템은 통상적으로 한 기지국을 통해 다수개의 단말기(MS: Mobile Station)들이 교신하는 형태로 구성된다. 그런데, 상기 이동 통신 시스템에서 고속 데이터 전송시 무선 채널

널 상에서 발생하는 페이딩(Fading) 현상에 의해 수신 신호의 위상이 왜곡된다. 상기 페이딩은 수신 신호의 진폭을 수 dB에서 수십 dB까지 감소시키므로, 이렇게 페이딩 현상에 의해 왜곡된 수신 신호의 위상은 데이터 복조시 보상을 수행하지 않을 경우, 송신측에서 송신한 송신데이터의 정보 오류원인이 되어 이동통신 서비스의 품질을 저하시키게 되는 원인이 된다. 그러므로 이동통신시스템에서 고속 데이터를 서비스 품질 저하 없이 송신하기 위해서는 페이딩을 극복해야만 하고, 이런 페이딩을 극복하기 위해서 여러 가지 방법의 다이버시티(Diversity) 기법이 사용된다.

<13> 일반적으로 CDMA 방식에서는 채널의 지연 확산(delay spread)을 이용해 다이버시티 수신하는 레이크(Rake) 수신기를 채택하고 있다. 상기 레이크 수신기는 다중 경로(multi-path) 신호를 수신하기 위한 수신 다이버시티가 적용되고 있지만, 전술한 지연 확산을 이용하는 다이버시티 기법을 적용한 레이크 수신기는 지연 확산이 설정치보다 작은 경우 동작하지 않는 문제점이 있다. 또한, 인터리빙(Interleaving)과 코딩(Coding)을 이용하는 시간 다이버시티(Time diversity) 기법은 도플러 확산(Doppler spread) 채널에서 사용된다. 하지만, 상기 시간 다이버시티 방식은 저속 도플러 확산 채널에서는 이용하는 것이 힘들다는 문제점이 있었다.

<14> 그러므로 실내 채널과 같이 지연 확산이 작은 채널과, 보행자 채널과 같이 도플러 확산이 저속인 채널에서는 페이딩을 극복하기 위해 공간 다이버시티(Space Diversity) 기법이 사용된다. 상기 공간 다이버시티는 두 개 이상의 송수신 안테나를 이용하는 다이버시티 기법이다. 즉, 한 개의 송신 안테나를 통해 송신된 신호가

페이딩으로 인해 그 신호 크기가 감소할 경우, 나머지 송신 안테나를 통해 송신된 신호를 수신하는 기법이다. 상기 공간 다이버시티는 수신 안테나를 이용하는 수신안테나 다이버시티 기법과 송신 안테나를 이용하는 송신 다이버시티 기법으로 분류할 수 있다. 그러나, 상기 수신안테나 다이버시티 기법의 경우 단말기에 적용하므로 단말기의 크기와 비용 측면에서 다수개의 수신 안테나를 설치하기 힘들기 때문에, 기지국에 다수개의 송신 안테나를 설치하는 송신 다이버시티 기법을 사용하는 것이 권장된다.

<15> 특히, 4세대(4G) 이동 통신 시스템에서는 10Mbps 내지 150Mbps 정도의 정보 송신 속도를 기대하고 있으며, 오류율(error rate)은 음성(voice)의 경우 비트 에러율(BER: Bit Error Rate, 이하 "BER"이라 칭하기로 한다) 10^{-3} , 데이터의 경우 BER 10^{-6} , 영상(image)의 경우 BER 10^{-9} 정도를 요구하고 있다. 상기 STTC는 다중 안테나와 채널 부호화 기술이 결합된 것으로서, 무선 MIMO 채널에서 데이터율(data rate)과 신뢰도(reliability)의 혁신적인 개선을 가져오는 기술이다. 상기 STTC는 송신기 송신 신호의 시공간 차원을 확장함으로써 수신기 시공간 다이버시티 이득을 얻게 되는 것이다. 또한, 부가적인 대역폭(bandwidth) 필요없이 코딩 이득(coding gain)을 얻을 수 있어서 채널 용량에 있어서도 큰 개선을 가지고 있다.

<16> 그래서, 상기 송신 다이버시티 기법을 적용함에 있어 상기 STTC를 사용하며, 상기 STTC를 사용하면 상기 다수개의 송신 안테나들을 사용할 때 페이딩 채널(fading channel)에 의해 생기는 채널 이득(channel gain)의 저하에 대응하는 다이버시티 이득(diversity gain)과 함께 송신 전력을 증폭시킨 효과를 가지는 코딩 이득(coding gain)을 얻게 된다. 상기 STTC를 사용하여 신호를 송신하는 방식은 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 기재되어 있다(Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A.

Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998). 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"는 코드 레이트(code rate)를 단위 시간동안 전송된 심벌(symbol)들의 개수라고 정의할 때, 코드 레이트가 1보다 작아야 송신 안테나와 수신 안테나 수의 곱에 해당하는 diversity gain을 얻을 수 있다고 규정하고 있다.

- <17> 그러면 여기서 도 1을 참조하여 상기 STTC를 사용하는 송신기 구조를 설명하기로 한다.
- <18> 상기 도 1은 일반적인 STTC를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <19> 상기 도 1을 참조하면, 먼저 P개의 정보 데이터 비트(information data bit)들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 이 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 은 직렬/병렬 변환기(S/P: Serial to Parallel Convertor)(111)로 입력된다. 여기서, 상기 인덱스(index) P는 상기 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 상기 직렬/병렬 변환기(111)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_1, d_2, d_3, \dots, d_p$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(encoder)(121-1) 내지 제P인코더(121-P)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(111)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_1 을 제1인코더(121-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_p 을 제P인코더(121-P)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(121-1)내지 제P인코더(121-P) 각각은 상기 직렬/병렬 변환기(111)에서 출력된 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(modulator 1)(131-1)에서 제M변조기(modulator M)(131-M)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M은 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들

의 개수를 나타내며, 상기 인코딩 방식은 STTC 인코딩 방식이다. 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 인코더 내부 구조는 하기에서 도 2를 참조하여 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<20> 그리고, 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M) 각각은 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M) 각각은 입력되는 신호들만 상이할 뿐 그 동작은 유사하므로 여기서는 상기 제1변조기(131-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(131-1)는 상기 제1인코더(121-1)에서 제P인코더(121-P)등 P개의 인코더에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(131-1)가 연결되는 송신 안테나, 즉 제1송신 안테나(ANT 1)에 적용되는 이득을 곱하고, 상기 이득이 곱해진 신호를 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조한 후 제1송신 안테나(ANT 1)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 이하 "BPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying, 이하 "QPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 이하 "QAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PAM(Pulse Amplitude Modulation, 이하 "PAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PSK(Phase Shift Keying, 이하 "PSK"라 칭하기로 한다) 방식 등과 같은 변조 방식들이 있으며, 상기 도 1에서는 인코더들의 개수가 P개이므로 2^P -ary QAM 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_M 을 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M) 각각으로 출력한다. 상기 제1 송신 안테나(ANT 1) 내지 제M 송신 안테나(ANT M) 각각은 상기 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_M 을 에어(air) 상으로 전송한다.

- <21> 그러면 여기서 도 2를 참조하여 상기 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 설명하기로 한다.
- <22> 상기 도 2는 도 1의 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P) 내부 구조를 도시한 도면이다.
- <23> 상기 도 2를 참조하면, 상기 도 1에서 설명한 제1인코더(121-1) 내지 제P인코더(121-P)는 상기 도 2에 도시되어 있는 바와 같은 구조를 가지며, 상기 제1인코더(121-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 직렬/병렬 변환기(111)에서 출력한 정보 데이터 비트 d_1 은 제1인코더(121-1)로 입력되고, 상기 제1인코더(121-1)는 상기 정보 데이터 비트 d_1 을 tapped delay line, 즉 지연기(D: Delay)들(211-1)(211-2), ... , (211-(K-1))로 출력한다. 여기서, 상기 tapped delay line의 지연기들은 상기 제1인코더(121-1)의 구속장(이하 "constraint length"라 칭하기로 한다) K 보다 1개 적은 개수로 구비된다. 상기 지연기들(211-1)(211-2), ... , (211-(K-1)) 각각은 입력되는 신호를 지연하여 출력한다. 즉, 상기 지연기(211-1)는 상기 정보 데이터 비트 d_1 을 지연하여 지연기(211-2)로 출력하고, 상기 지연기(211-2)는 상기 지연기(211-1)에서 출력하는 신호를 지연한 후 출력한다. 또한, 상기 지연기들(211-1)(211-2), ... , (211-(K-1)) 각각의 입력단으로 제공되는 신호들은 미리 설정되어 있는 이득이 곱해져서 모듈로 가산기(modulo adder)들(221-1), ... , (221-M)로 출력된다. 여기서, 상기 모듈로 가산기들의 개수는 상기 송신 안테나들의 개수와 동일하며, 상기 도 1에서 송신 안테나들의 개수가 M이므로, 상기 모듈로 가산기들 역시 M개 구비된다. 그리고 상기 지연기들(211-1)(211-2), ... , (211-(K-1)) 각각의 입력단에 곱해지는 이득은 $g_{i,j,k}$ 로 표현되는데, 상기 $g_{i,j,k}$ 에서 i 는 인코더 인덱스이며, j 는 안테나 인덱스이며, k 는 메모리 인덱스이다. 상기 도 1에서 P개의 인코더들이 존재하고, M개의 안테나들이 존재하므로 상기 i 는 1에서 P까지 증가하며, j 는 1에서

M까지 증가하며, K는 1에서 constraint length k까지 증가한다. 상기 모듈로 가산기들(221-1), ..., (221-M) 각각은 해당 지연기들(211-1)(211-2), ..., (211-(K-1))의 입력단 신호에 상기 이득이 곱해진 신호들을 모듈로 가산하여 출력한다. 상기 STTC 인코딩 방식 역시 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 기재되어 있다.

- <24> 그러면 여기서 상기에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에서 인코더 개수가 2개이고, 송신 안테나가 3개일 경우를 도 3을 참조하여 설명하기로 한다.
- <25> 상기 도 3은 2개의 인코더와, 3개의 송신 안테나를 가지는 STTC 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <26> 상기 도 3을 참조하면, 먼저 2개의 정보 데이터 비트들 d_1 d_2 가 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 d_1 d_2 은 직렬/병렬 변환기(311)로 입력된다. 상기 직렬/병렬 변환기(311)는 상기 정보 데이터 비트들 d_1 , d_2 을 병렬 변환하여 상기 정보 데이터 비트 d_1 을 제1인코더(321-1)로 출력하고, 상기 정보 데이터 비트 d_2 을 제2인코더(321-2)로 출력한다. 상기 제1인코더(321-1)가 constraint

length K가 4라고 가정하면(constraint length K = 4), 상기 제1인코더(321-1)의 내부 구조는 상기 도 2에서 설명한 바와 같이 상기 constraint length K 4보다 1작은 개수인 3개의 지연기들과($1+2D+D^3$), 3개의 모듈로 가산기들이 구비된다. 그래서, 상기 제1인코더(321-1)는 첫 번째 지연기로 입력된, 즉 지연되지 않은 정보 데이터 비트 d_1 과, 첫 번째 지연기에서 한번 지연된 비트에 2를 곱한 비트와, 세 번째 지연기에서 세 번 지연된 비트가 제1 송신 안테나(ANT1)의 제1변조기(331-1)에 연결되는 첫 번째 모듈로 가산기로 출력한다. 이런 식으로 상기 제1인코더(321-1)의 3개의 모듈로 연산기들의 출력은 각각 제1변조기(331-1)와, 제2변조기(331-1)와, 제3변조기(331-3)로 출력된다. 그리고, 상기 제2인코더(321-2)는 상기 직렬/병렬 변환기(311)에서 출력한 d_2 을 입력하여 상기 제1인코더(321-1)와 동일한 방식으로 인코딩한 후 상기 제1변조기(331-1)와, 제2변조기(331-1)와, 제3변조기(331-3) 각각으로 출력한다.

<27> 상기 제1변조기(331-1)는 상기 제1인코더(321-1) 및 제2인코더(321-2)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1송신 안테나(ANT 1)로 출력한다. 여기서, 상기 송신기에 적용되는 변조 방식을 QPSK 방식이라고 가정하기로 하며, 따라서 상기 제1인코더(321-1)에서 출력한 신호가 b_1 이고, 상기 제2인코더(321-2)에서 출력한 신호가 b_2 일 경우 상기 제1변조기(331-1)는 상기 QPSK 방식으로 변조하여 $b_1 + b_2*j$ 로 출력한다. 상기 제1변조기(331-1)와 마찬가지로 상기 제2변조기(331-2) 및 제3변조기(331-3)는 각각 상기 제1인코더(321-1) 및 제2인코더(321-2)에서 출력한 신호를 입력하여 QPSK 방식으로 변조하여 제2송신 송신안테나(ANT 2)와 제3송신 안테나(ANT 3)로 출력한다. 상기 제1송신 안테나(ANT 1) 내지 제3송신 안테나(ANT 3) 각각은 상기 제1변조기(331-1) 내지 제3변조기(331-3) 각각에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_3 를 에어상으로 송신한다.

- <28> 다음으로 도 4를 참조하여 상기 도 1에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.
- <29> 상기 도 4는 도 1의 송신기에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <30> 상기 도 4를 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 4에서는 수신 안테나들이 N개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 채널 추정기(channel estimator)(411) 및 메트릭 계산기(Metric Calculator)(423)로 입력된다. 상기 채널 추정기(411)는 제1 수신 안테나(ANT1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 hypothesis(41)로 출력한다.
- <31> 한편, 가능 시퀀스 생성기(Possible Sequences Generator)(415)는 상기 송신기에서 정보 데이터 비트들에 대해서 동시에 인코딩되었을 가능성이 있는 모든 종류의 시퀀스들을 생성하고, 상기 생성한 시퀀스들을 제1인코더(417-1) 내지 제P인코더(417-P)로 출력한다. 여기서, 상기 가능 시퀀스 생성기(415)는 상기 송신기에서 정보 데이터를 송신하는 단위가 P개의 정보 비트들이므로, P개의 비트들로 구성된 가능 시퀀스($\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_P$) 들을 생성한다. 이렇게 생성된 가능 시퀀스들의 P 개의 비트들 각각은 상기 제1인코더(417-1) 내지 제P인코더(417-P)로 입력되고, 상기 제1인코더(417-1) 내지 제P인코더(417-P)는 입력되는 비트들 각각을 상기 도 2에서 설명한 바와 같은 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(419-1) 내지 제M변조기(419-M)로 출력한다. 상기 제1변조기(419-1) 내지 제M변조기(419-M) 각각은 상기 제1인코더(417-1) 내지 제P인코더(417-P)에서 출력하는 인코딩된 비트들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 상기 hypothesis(412)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(419-1) 내지 제M변조기

(419-M)에서 적용하는 변조 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 BPSK 방식과, QPSK 방식과, QAM 방식과, PAM 방식과, PSK 방식 등과 같은 변조 방식들 중 어느 한 방식으로 설정되며, 상기 도 1의 제1변조기(131-1) 내지 제M변조기(131-M)에서 적용한 변조 방식이 2^P -ary QAM 방식이므로 상기 제1변조기(419-1) 내지 제M변조기(419-M) 역시 상기 2^P -ary QAM 방식으로 입력되는 신호를 변조한다.

<32> 상기 hypothesis(412)는 상기 제1변조기(419-1) 내지 제M변조기(419-M) 각각에서 출력한 신호들과, 상기 채널 추정기(411)에서 출력한 채널 추정 결과를 입력하고, 상기 제1변조기(419-1) 내지 제M변조기(419-M) 각각에서 출력한 신호들로 이루어진 시퀀스가 상기 채널 추정 결과와 동일한 채널을 통과했을 때의 가상 채널 출력을 생성하여 상기 메트릭 계산기(423)로 출력한다. 상기 메트릭 계산기(423)는 상기 hypothesis(412)에서 출력한 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들을 입력하고, 상기 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들간의 거리를 계산한다. 여기서, 상기 메트릭 계산기(423)는 상기 거리를 계산할 때 Euclidean distance를 사용한다.

<33> 이런 식으로, 상기 메트릭 계산기(423)는 상기 송신기에서 송신할 수 있는 모든 가능한 시퀀스들에 대해서 Euclidean distance를 계산한 후 최소 거리 선택기(minimum distance selector)(425)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(425)는 상기 메트릭 계산기(423)에서 출력하는 Euclidean distance들 중 최소 거리를 가지는 Euclidean distance를 선택하고, 상기 선택한 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 상기 송신기에서 송신한 정보 비트로 결정하여 병렬/직렬 변환기(P/S: Parallel to Serial Convertor)(427)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(425)가 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정할 때 사용

하는 알고리즘(algorithm)에는 다수의 알고리즘들이 존재할 수 있으나, 여기서는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)을 사용한다고 가정하기로 한다. 또한, 상기 비터비 알고리즘을 사용하여 최소 거리를 가지는 정보 비트를 추출해내는 과정 역시 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 상세하게 설명되어 있으므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 여기서, 상기 최소 거리 선택기(425)는 상기 가능 시퀀스 생성기(415)에서 발생한 모든 시퀀스들에 대해서 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정하므로, 결과적으로 P개의 정보 비트들, 즉 $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_P$ 을 출력한다. 그러면 상기 병렬/직렬 변환기(427)는 상기 최소 거리 선택기(425)에서 출력한 P개의 정보 비트들을 직렬 변환하여 수신 정보 데이터 시퀀스 $\hat{a}_1 \hat{a}_2 \dots \hat{a}_P$ 로 출력하는 것이다.

<34> 한편, 상기 STTC는 상기에서 설명한 바와 같이 송신기가 다수의 송신 안테나들을 구비하여 신호를 송신하는 경우, 페이딩 채널에 의해 발생하는 채널 이득 저하 현상을 제거하기 위해서 다이버시티 이득과 함께 송신 신호의 전력을 증폭하여 수신한 효과를 가지는 코딩 이득을 동시에 획득할 수 있다. 그리고, 상기 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"는 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템은 코드 레이트를 단위 시간동안 전송된 심벌들의 개수라고 정의할 때, 코드 레이트가 1보다 작아야 송신 안테나와 수신 안테나 수의 곱에 해당하는 diversity gain을 얻을 수 있다고 규정하고 있다. 즉, 임의의 전송 시점에서 한 개의 송신 안테나를 통해 에어상으로 송신되는 심벌내의 정보 데이터 비트들 수가 N개라고 가정하면, 송신기에서 다수개의 송신 안테나들을 사용하더라도

임의의 전송 시점에서 상기 다수의 송신 안테나들을 통해 에어상으로 송신할 수 있는 정보 데이터 비트들의 수는 상기 N개 이하여만 한다고 규정하고 있다. 이렇게 상기 다수의 송신 안테나들을 통해 에어상으로 송신할 수 있는 정보 데이터 비트들의 수는 상기 N개 이하여만 한다고 규정하는 이유는 상기 다수의 송신 안테나들을 통한 다이버시티 이득을 유지하기 위해서이다. 그래서, 상기 STTC를 사용하는 통신 시스템은 스펙트럼 효율(spectrum efficiency)을 증가시키는 것이 난이하다.

<35> 또한, 상기 STTC를 사용하는 통신 시스템은 상기 코드 레이트를 조절하는 것이 난이한데, 이는 상기 코드 레이트를 조절하는 방법이 오직 송신 안테나들을 통해 송신하는 변조된 신호들, 즉 변조 심벌들의 constellation size를 증가시키는 수밖에 없기 때문이다. 여기서, 상기 변조 심벌들의 constellation size를 증가시키는 것은 상기 변조 심벌들 각각에 존재하는 정보 데이터 비트들의 수를 증가시키는 것을 의미한다. 이렇게 상기 코드 레이트를 조절하는 것이 난이하기 때문에 2.5bits/channel use와 같이 코드 레이트를 우수한 성능으로 조절하는 것은 불가능하다.

<36> 마지막으로, 상기 STTC를 사용하는 통신 시스템은 수신기측에서 오류가 발생한 경우의 재전송에 제약을 받는다. 즉, 최근에 제안되고 있는 무선 통신 시스템(wireless communication), 일 예로 고속 순방향 패킷 접속(HSDPA: High-Speed Downlink Packet Access) 통신 시스템에서는 송신기에서 송신한 신호를 수신기에서 정상적으로 수신하지 못했을 경우 재전송하는 방식을 제공하고 있다. 상기 재전송 방식으로는 상기 정상적으로 수신되지 못한 송신기의 송신 신호 전체를 재

전송하는 것이 아니라, 상기 송신 신호중 일부를 재전송하는 증가분 리던던시(IR: Incremental Redundancy) 방식을 사용한다. 그런데, 상기 STTC를 사용하는 통신 시스템은 송신 신호에 대한 별도의 천공(puncturing) 방식이 개발되어 있지 않아 상기 증가분 리던던시 방식과 같은 재전송 방식을 사용하는 것이 불가능하다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

- <37> 따라서, 본 발명의 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터 전송률을 극대화하는 데이터 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <38> 본 발명의 다른 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 데이터 천공 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <39> 본 발명의 또 다른 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 유지하는 데이터 송수신 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <40> 본 발명의 또 다른 목적은 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 유지하는 trellis termination 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <41> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 송신 장치는; M개의 송신 안테나들을 가지는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 송신 장치에 있어서, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과, 상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변

조기들과, 상기 M개의 송신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신하는 M개의 천공기들을 포함함을 특징으로 한다.

<42> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 수신 장치는; 송신기에서 N개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 송신 심벌열들을 M개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 수신 장치에 있어서, 상기 M개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 채널 추정기와, 상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과, 상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들과, 상기 M개의 송신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 M개의 천공기들과, 상기 M개의 천공기들에서 출력하는 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정한 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 송신 심벌열 검출기를 포함함을 특징으로 한다.

<43> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 송신 방법은; M개의 송신 안테나

들을 가지는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 송신 방법에 있어서, P개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 과정과, 상기 인코딩된 P개의 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 과정과, 상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<44> 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 수신 방법은; 송신기에서 N개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 송신 심벌열들을 M개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 수신 방법에 있어서, 상기 M개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 과정과, 상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 과정과, 상기 인코딩된 정보 비트열들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 과정과, 상기 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하는 과정과, 상기 적어도 하나의 변조 심벌이 천공된 변조 심벌열들이 상기 채널 추정한 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

- <45> 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.
- <46> 도 5는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하기 위한 시공간 트렐리스 코드(STTC: Space Time Trellis Code, 이하 "STTC"라 칭하기로 한다)를 사용하는 송신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- <47> 상기 도 5를 참조하면, 먼저 P개의 정보 데이터 비트(information bit)들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 이 상기 송신기로 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터 비트들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 은 다중화기(MUX)(511)로 입력된다. 상기 다중화기(511)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 과 "0000...."을 입력하여 다중화한 후 직렬/병렬 변환기(S/P: Serial to Parallel Convertor)(513)로 출력한다. 여기서, 상기 다중화기(511)가 상기 정보 데이터들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 과 널 데이터들, 즉 "0000...."을 다중화하여 출력하는데 그 이유는 trellis termination을 수행하기 위해서이다. 여기서, 상기 다중화기(511)의 trellis termination 동작은 하기에서 설명할 것이므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다. 또한, 상기 인덱스(index) P는 상기 송신기에서 단위 송신 시간 동안에 송신할 정보 데이터 비트들의 개수를 나타내며, 상기 단위 송신 시간은 심벌(symbol) 단위 등이 될 수 있다. 상기 직렬/병렬 변환기(513)는 상기 정보 데이터 비트들 $d_1 d_2 d_3 \dots d_p$ 을 병렬 변환하여 각각 제1인코더(encoder)(515-1) 내지 제P인코더(515-P)로 출력한다. 즉, 상기 직렬/병렬 변환기(513)는 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_1 을 제1인코더(515-1)로 출력하고, 이런 식으로 병렬 변환된 정보 데이터 비트 d_p 을 제P인코더(515-P)로 출력한다. 그러면, 상기 제1인코더(515-1)는 상기 정보 데이터 비트 d

d_1 을 입력하여 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(modulator 1)(517-1) 내지 제M변조기(modulator M)(517-M)로 출력한다. 여기서, 상기 인덱스 M은 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수를 나타낸다. 이런 식으로 상기 제P인코더(515-P)는 상기 정보 데이터 비트 d_p 을 입력하여 상기 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 상기 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M)로 출력한다. 상기 제1인코더(515-1) 내지 제P인코더(515-P) 내부 구조는 상기 종래 기술 부분에서 설명한 도 2와 동일한 구조를 가지므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

<48> 그리고, 상기 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M) 각각은 상기 제1인코더(515-1) 내지 제P인코더(515-P)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정되어 있는 변조 방식으로 변조하여 출력한다. 상기 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M) 각각은 입력되는 신호들만 상이할 뿐 그 동작은 유사하므로 여기서는 상기 제1변조기(517-1)를 일 예로 하여 설명하기로 한다. 상기 제1변조기(517-1)는 상기 제1인코더(515-1) 내지 제P인코더(515-P)에서 출력한 신호를 입력하여 가산한 후 상기 제1변조기(517-1)가 연결되는 송신 안테나, 즉 제1송신 안테나(ANT 1)에 적용되는 이득을 곱한 후 미리 설정되어 있는 변조 방식에 상응하게 변조한 후 제1천공기(Puncturer1)(519-1)로 출력한다. 여기서, 상기 변조 방식으로는 BPSK(Binary Phase Shift Keying, 이하 "BPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QPSK(Quadrature Phase Shift Keying, 이하 "QPSK"라 칭하기로 한다) 방식과, QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 이하 "QAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PAM(Pulse Amplitude Modulation, 이하 "PAM"이라 칭하기로 한다) 방식과, PSK(Phase Shift Keying, 이하 "PSK"라 칭하기로 한다) 방식 등과 같은 변조 방식들이 있으며, 상기 도 5에서는 인코더들의 개수가 P개이므로 2^P -ary QAM 방식을 사용한다고 가정하기로 한다.

<49> 상기 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M)는 각각 변조된 변조 심벌들 S_1 내지 S_M 을 제1천공기(519-1) 내지 제M천공기(519-M)로 출력한다. 여기서, 상기 제1천공기(519-1) 내지 제M천공기(519-M)는 상기 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M) 각각에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정된 천공 매트릭스(puncturing matrix)에 상응하게 천공한 후 제1송신 안테나(ANT 1) 내지 제M송신 안테나(ANT M) 각각을 통해 에어(air) 상으로 송신한다. 그러면 여기서, 상기 제1천공기(519-1) 내지 제M천공기(519-M)가 상기 천공 매트릭스에 따라 상기 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M) 각각에서 출력한 변조 심벌들 S_1 내지 S_M 을 천공하는 과정을 구체적으로 설명하기로 한다.

<50> 일 예로, 상기 송신기에 구비되어 있는 송신 안테나들의 개수가 2개이고, 상기 2개의 송신 안테나들을 통해 단위 송신 구간 동안 4개의 심벌(symbol)들이 송신된다고 가정하면, 하기 수학적 식 1과 같은 천공 매트릭스를 적용한다.

<51> **【수학적 식 1】**
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

<52> 상기 수학적 식 1에서, P_1 은 천공 매트릭스를 나타내며, 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 즉 심벌 구간을 나타내며, 행(row)은 송신 안테나를 나타낸다. 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 엘리먼트(element) "1"은 입력되는 변조 심벌을 천공하지 않고 그대로 통과시키는 것을 의미하며, 엘리먼트 "0"은 입력되는 변조 심벌을 천공하여 해당 구간에서 변조 심벌을 송신하지 않는 것을 의미한다. 즉, 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 첫 번째 열에서는, 즉 첫 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연결된 제1변조기에서 출력되는 변조 심벌과, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 변조심벌을 그대로 통과시킨다. 이와는 달리 상기 천공 매트릭스 P_1 에서 두 번째 열에서는, 즉 두 번째 심벌 구간에서는 제1송신 안테나와 연

결된 제1변조기에서 출력되는 변조 심벌은 그대로 통과시키고, 제2송신 안테나에 연결된 제2변조기에서 출력되는 변조 심벌은 천공한다. 그래서, 상기 천공 매트릭스 P_1 을 적용할 경우 코드 레이트(code rate)가 상기 천공 매트릭스 P_1 을 적용하지 않을 경우에 비해 $\frac{4}{3}$ 배 증가한다. 여기서, 상기 천공되는 구간을 통해서 부가적인 정보들을 송신할 수 있는데, 상기 부가 정보로는 재전송을 위한 증가분 리던던시(IR: Incremental Redundancy) 혹은 별도의 초기 송신 정보 등이 있으며, 상기 천공되는 구간에 삽입되는 부가 정보는 상기 STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 송수신기간에 규약만 하고 있다면 제약되지 않는다.

<53> 다음으로 도 6을 참조하여 상기 도 5에서 설명한 STTC를 사용하는 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 설명하기로 한다.

<54> 상기 도 6은 도 5의 송신기에 상응하는 수신기 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

<55> 상기 도 6을 참조하면, 먼저 송신기에서 에어상으로 송신한 신호는 상기 수신기의 수신 안테나들로 수신된다. 상기 도 6에서는 수신 안테나들이 N 개 구비되어 있다고 가정하기로 한다. 상기 N 개의 수신 안테나들 각각은 에어상으로부터 수신되는 신호를 처리하는데, 먼저 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호는 채널 추정기(channel estimator)(611) 및 매트릭 계산기(Metric Calculator)(615)로 입력된다. 상기 채널 추정기(611)는 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제 N 수신 안테나(ANT N)에서 출력한 신호들을 가지고 채널 추정한 후 그 채널 추정 결과를 hypothesis(613)로 출력한다.

<56> 한편, 가능 시퀀스 생성기(Possible Sequences Generator)(617)는 상기 송신기에서 정보 데이터 비트들에 대해서 동시에 인코딩되었을 가능성이 있는 모든 종

류의 시퀀스들을 생성하고, 상기 생성한 시퀀스들을 제1다중화기(619-1) 내지 제P다중화기(619-P)로 출력한다. 여기서, 상기 가능 시퀀스 생성기(617)는 상기 송신기에서 정보 데이터를 송신하는 단위가 P개의 정보 비트들이므로, P개의 비트들로 구성된 가능 시퀀스($\tilde{d}_1, \dots, \tilde{d}_P$)들을 생성한다. 이렇게 생성된 가능 시퀀스들의 P개의 비트들 각각은 상기 제1다중화기(619-1) 내지 제P다중화기(619-P)로 입력되고, 상기 제1다중화기(619-1) 내지 제P다중화기(619-P) 각각은 상기 가능 시퀀스 생성기(617)로부터 입력되는 비트들 각각을 다중화한 후 제1인코더(621-1) 내지 제P인코더(621-P) 각각으로 출력한다. 여기서, 상기 제1다중화기(619-1) 내지 제P다중화기(619-P)는 상기 도 5의 다중화기(511) 동작에서 설명한 바와 같이 trellis termination을 위한 다중화 동작을 수행한다. 상기 제1인코더(621-1) 내지 제P인코더(621-P)는 상기 제1다중화기(619-1) 내지 제P다중화기(619-P) 각각에서 입력되는 신호를 상기 도 2에서 설명한 바와 같은 STTC 인코딩 방식으로 인코딩한 후 제1변조기(623-1) 내지 제M변조기(623-M)로 출력한다. 상기 제1변조기(623-1) 내지 제M변조기(623-M) 각각은 상기 제1인코더(621-1) 내지 제P인코더(621-P)에서 출력하는 인코딩된 비트들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 제1천공기(625-1) 내지 제M천공기(625-M)로 출력한다. 여기서, 상기 제1변조기(623-1) 내지 제M변조기(623-M)에서 적용하는 변조 방식은 상기에서 설명한 바와 같이 BPSK 방식과, QPSK 방식과, QAM 방식과, PAM 방식과, PSK 방식 등과 같은 변조 방식들 중 어느 한 방식으로 설정되며, 상기 도 5의 제1변조기(517-1) 내지 제M변조기(517-M)에서 적용한 변조 방식이 2^P -ary QAM 방식이므로 상기 제1변조기(623-1) 내지 제M변조기(623-M) 역시 상기 2^P -ary QAM 방식으로 입력되는 신호를 변조한다.

<57> 상기 제1천공기(625-1) 내지 제M천공기(625-M)는 상기 제1변조기(623-1) 내지

제M변조기(623-M)에서 출력한 신호를 입력하여 상기 도 5의 제1천공기(519-1) 내지 제M천공기

(519-M)에서 적용한 천공 매트릭스와 동일한 천공 매트릭스에 상응하게 천공하여 상기 hypothesis(613)로 출력한다. 상기 hypothesis(613)는 상기 제1천공기(625-1) 내지 제M천공기(625-M) 각각에서 출력한 신호들과, 상기 채널 추정기(611)에서 출력한 채널 추정 결과를 입력하고, 상기 제1천공기(625-1) 내지 제M천공기(625-M) 각각에서 출력한 신호들로 이루어진 시퀀스가 상기 채널 추정 결과와 동일한 채널을 통과했을 때의 가상 채널 출력을 생성하여 상기 매트릭 계산기(615)로 출력한다. 상기 매트릭 계산기(615)는 상기 hypothesis(613)에서 출력한 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제N 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들을 입력하고, 상기 가상 채널 출력과 상기 제1 수신 안테나(ANT 1) 내지 제M 수신 안테나(ANT N)를 통해 수신된 신호들간의 거리를 계산한다. 여기서, 상기 매트릭 계산기(615)는 상기 거리를 계산할 때 Euclidean distance를 사용한다.

<58> 이런 식으로, 상기 매트릭 계산기(615)는 상기 송신기에서 송신할 수 있는 모든 가능한 시퀀스들에 대해서 Euclidean distance를 계산한 후 최소 거리 선택기(minimum distance selector)(627)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(627)는 상기 매트릭 계산기(615)에서 출력하는 Euclidean distance들 중 최소 거리를 가지는 Euclidean distance를 선택하고, 상기 선택한 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 상기 송신기에서 송신한 정보 비트로 결정하여 병렬/직렬 변환기(P/S: Parallel to Serial Converter)(629)로 출력한다. 상기 최소 거리 선택기(627)가 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정할 때 사용하는 알고리즘(algorithm)에는 다수의 알고리즘들이 존재할 수 있으나, 여기서는 비터비 알고리즘(Viterbi algorithm)을 사용한다고 가정하기로 한다.

<59> 여기서, 상기 최소 거리 선택기(627)는 상기 가능 시퀀스 생성기(415)에서 발생한 모든 시퀀스들에 대해서 최소 거리를 가지는 Euclidean distance에 해당하는 정보 비트를 결정하

로, 결과적으로 P개의 정보 비트들, 즉 $\hat{a}_1, \hat{a}_2, \dots, \hat{a}_P$ 을 출력한다. 그러면 상기 병렬/직렬 변환기(629)는 상기 최소 거리 선택기(627)에서 출력한 P개의 정보 비트들을 직렬 변환하여 수신 정보 데이터 시퀀스 $\hat{a}_1 \hat{a}_2 \dots \hat{a}_P$ 로 출력하는 것이다.

<60> 그러면 여기서 상기 도 5 및 도 6에서 설명한 송수신기 구조를 본 발명의 동작 원리를 설명하기로 한다.

<61> 먼저, 송신기는 2개의 송신 안테나들을 구비하고, 수신기는 1개의 수신 안테나를 구비하고, 상기 송신기는 변조 방식으로 BPSK 방식을 사용한다고 가정하기로 한다. 상기 STTC는 구속장(이하 "constraint length"라 칭하기로 한다) K가 증가하는 경우 최소 에러(error)의 길이가 증가한다. 송신기에서 송신한 송신 심벌 매트릭스(symbol matrix)를 "C"라고 정의하며, 수신기에서 오류가 발생하여 잘못 추정된 수신 심벌 매트릭스를 "E"라고 정의하면 에러 매트릭스(error matrix) "B"는 하기 수학식 2와 같이 표현된다.

<62> 【수학식 2】 $B = C - E$

<63> 그리고, 매트릭스 A를 BB^H 라고($A = BB^H$)정의하고, 상기 송신기의 다수의 송신 안테나들이 겪는 채널 특성들이 독립적인 가우시안(independent gaussian)으로 모델링(modeling)된다고 가정하면 상기 송신 심벌 매트릭스 C가 상기 잘못 추정된 수신 심벌 매트릭스 E로 검출될 확률은 하기 수학식 3과 같다.

<64>

$$P(C \rightarrow E) \leq \left(\prod_{i=1}^{\tau} \lambda_i \right)^{-\tau} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-\tau}$$

【수학식 3】

<65> 상기 수학식 3에서 τ 는 상기 매트릭스 A의 계수(rank, 이하 "rank"라 칭하기로 한다)를 나타내고, λ_i 는 상기 매트릭스 A의 i번째로 큰 고유값(eigenvalue, 이하 "eigenvalue"라 칭하기로 한다)를 나타내며, E_s 는 수신 신호의 에너지(energy)를 나타내며, N_0 는 잡음(noise) 성분의 에너지를 나타낸다. 여기서, 상기 매트릭스 A의 rank는 상기 에러 매트릭스 B의 rank와 동일하다. 상기 수학식 3에 나타난 바와 같이 상기 매트릭스 A의 랭크, 즉 τ 가 심벌 에러 레이트(symbol error rate)를 결정하는 요인으로 작용함을 알 수 있다. 상기 매트릭스 A의 랭크 τ 를 다이버시티 이득(diversity gain)이며, 상기 $\prod_{i=1}^{\tau} \lambda_i$ 가 코딩 이득(coding gain)이 되는 것이다. 한편, 상기 에러 매트릭스 B는 송신기의 송신 안테나들 수와 동일한 수의 행(row)을 가지며, 상기 에러 매트릭스 B에서 에러의 길이는 상기 에러 매트릭스의 열(column)의 수를 의미한다.

<66> 상기에서 가정한 바와 같이 송신기가 변조 방식으로 BPSK 방식을 적용할 경우, 가장 짧은 에러의 길이는 상기 constraint length K와 동일하다. 그리고, 상기 STTC의 경우 에러 매트릭스 B의 최소 rank(minimum rank)가 다이버시티 이득과 동일하다는 것은 상기 종래 기술 부분에서 언급한 Vahid Tarokh와, N. Seshadri와, A. Calderbank가 1998년 제안한 IEEE 문서 "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction,"에 기재되어 있다(Vahid Tarokh, N. Seshadri, and A. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," IEEE Trans. on Info. Theory, pp. 744-765, Vol. 44, No. 2, March 1998). 그런데, 본 발명에서와 같이 송신기에서 송신되는 신호들을 천공하게 되면 상기 에러 매트릭스 B에서 상기 천공된 구간에 해당하는 엘리먼트(element)가 "0"으로 대체되는 효과를 가지는데, 상기 엘리먼트가 "0"으로 대체되는 것은 상기 에러 매트릭스 B의 rank를 감소시키게 된다.

<67> 그러면 여기서 하기 수학식 4와 같은 에러 매트릭스 B_1 이 존재한다고 가정하기로 한다.

<68> **【수학식 4】**
$$B_1 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

<69> 상기 수학식 4와 같은 에러 매트릭스 B_1 에 하기 수학식 5와 같은 천공 매트릭스 P_p 를 적용시키기로 한다.

<70> **【수학식 5】**
$$P_p = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

<71> 상기 에러 매트릭스 B_1 에 상기 수학식 5의 천공 매트릭스 P_p 를 적용시키면 하기 수학식 6과 같은 에러 매트릭스 B_2 가 발생된다.

<72> **【수학식 6】**
$$B_2 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

<73> 상기 수학식 6에 나타난 에러 매트릭스 B_2 를 살펴보면 그 rank가 1이 되는 것을 알 수 있다. 상기 에러 매트릭스 B_2 에서 제2열은 모든 엘리먼트들이 0이 되므로 그 rank가 1이 되며, 따라서 다이버시티 이득은 1이 된다. 즉, 상기에서 가정한 바와 같이 수신기에서 수신 안테나를 1개 사용할 경우 다이버시티 이득이 1이 되고(여기서, 상기 다이버시티 이득이 1이라는 것은 송신 다이버시티 기법이 적용되지 않은 것과 동일하다), 송신기에서 송신 다이버시티 기법을 적용하여 신호를 송신하였음에도 불구하고 상기 천공 동작으로 인해 다이버시티 이득이 손실되는 것이다. 이렇게 다이버시티 이득이 손실되는 것은 STTC를 사용하는 통신 시스템의 성능을 저하시키기 때문에 바람직하지 않다.

<74> 그래서 본 발명은 데이터 전송률 증가를 위한 천공을 수행함에 있어서 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 천공 매트릭스를 제안한다. 본 발명에서 제안한 천공 매트릭스는 상기 도 5의 수학식 1에서 설명한 바와 같은 천공 매트릭스 P_1 이다. 그러면 여기서 상기 천공 매트릭스

P_1 을 상기 수학식 4의 에러 매트릭스 B_1 에 적용시키면 하기 수학식 7과 같은 에러 매트릭스 B_3 가 생성된다.

<75> **【수학식 7】**
$$B_3 = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

<76> 상기 수학식 7에 나타난 에러 매트릭스 B_3 를 살펴보면 그 rank가 2가 되는 것을 알 수 있다. 상기 에러 매트릭스 B_3 에서 제1열 및 제2열 모두에 "1"인 엘리먼트가 존재하므로 그 rank가 2가 되며, 따라서 다이버시티 이득은 2가 된다. 즉, 상기에서 가정한 바와 같이 수신기에서 수신 안테나를 1개 사용할 경우 다이버시티 이득은 상기 천공 매트릭스를 적용하지 않았을 경우와 동일하게 2가 되어 상기 천공 동작으로 인해 다이버시티 이득의 손실이 전혀 발생하지 않는다. 그리고, 상기 다이버시티 이득을 그대로 가지면서도 데이터 전송률을 증가시켜 시스템 전체 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다.

<77> 그러면 여기서, 본 발명에서 제안한 상기 천공 매트릭스의 특징을 살펴보면 다음과 같다. 상기 천공 매트릭스 P_1 은 천공되는 구간, 즉 천공되는 심벌을 송신 안테나별로 주기적으로 번갈아가면서 위치하도록 한다. 즉, 제2 송신안테나의 두 번째 열에 심벌을 천공하는 위치가 존재하고, 제1송신 안테나의 네 번째 열에 심벌을 천공하는 위치가 존재하여 심벌이 천공되는 위치가 안테나별로 주기적으로 번갈아가면서 위치되는 것이다.

<78> 일반적으로, 송신기에 송신 안테나들을 2개 구비할 경우 에러 매트릭스에서 rank가 1로 줄어드는 경우는 상기 에러 매트릭스의 한 행의 엘리먼트들이 모두 "0"을 가지도록 변하는 경우가 대부분이다. 그래서, 데이터 전송률을 증가시키기 위해 천공을 적용할 경우 상기 에러 매트릭스에서 한 행의 엘리먼트들이 모두 "0"으로 변하는 현상을 제거해야만 한다. 이렇게, 상기 에러 매트릭스에서 한 행의 엘리먼트들이 모두 "0"으로 변하는 현상을 제거하기 위해서는, 즉

다이버시티 이득 감소를 피하기 위해서는 송신기에서 송신하는 송신 심벌 매트릭스의 행들 각각이 가능한 적은 수의 심벌들을 천공해야만 한다. 또한, 상기 송신 심벌 매트릭스의 행을 가능한 많은 수로 획득하여 심벌 천공을 수행해도 모든 엘리먼트들이 "0"을 가지지 않는 적어도 하나의 행이 존재하도록 해야만 한다. 여기서, 상기 송신 심벌 매트릭스의 열을 증가시키는 것은 결국 에러 길이를 증가시키는 것과 동일하며, 상기 에러 길이를 증가시키는 것은 constraint length K를 증가시키는 것과 동일하다. 그리고, 송신 심벌 매트릭스의 행들 각각에서 가능한 적은 수의 심벌들을 천공하기 위해서는 특정한 한 송신 안테나의 송신 심벌들만을 천공해서는 안되고 나머지 송신 안테나들 각각의 송신 심벌들과 함께 주기적으로 동일한 개수만큼 천공하여야만 한다. 또한, 상기 에러 매트릭스는 상기 도 2에서 설명한 바와 같이 생성 다항식(generator polynomial, 이하 "generator polynomial"라 칭하기로 한다)에 의존적이기 때문에 천공 매트릭스를 생성함에 있어 적절한 generator polynomial을 검출해야만 한다.

<79> 그러면 여기서, 상기에서 가정한 바와 같이 송신기가 2개의 송신 안테나들을 구비하고, 수신기가 1개의 수신 안테나를 구비하고, 상기 송신기는 변조 방식으로 BPSK 방식을 사용할 때 가능한 모든 에러 매트릭스들과 generator polynomial을 고려하여 하기 표 1과 같은 천공 패턴들을 검출하였다.

<80> 【표 1】

Number	puncturing pattern (1: sned, 0: puncture)	Rate	Rank가 1인 에러의 최소 길이	
			K = 4	K = 5
1	1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1	4/3	13	16
2	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 1 0	4/3	7	10
3	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1	8/7	13	16

<81> 상기 표 1에는 rank가 1인 최소 에러 길이를 가지는 천공 패턴들을 나타내었다. 상기 표 1에서 천공 패턴 1은 두 개의 송신 안테나들에서 출력되는 심벌들을 주기적으로 번갈아가면서 천공하는 패턴이며, 상기 천공 패턴 2는 두 개의 송신 안테나에서 출력되는 심벌들중 임의의 한 송신 안테나에서 출력되는 심벌들만을 주기적으로, 즉 한 심벌 걸러 한번씩 천공하는 패턴이며, 상기 천공 패턴 3은 두 개의 송신 안테나들에서 출력되는 심벌들중 임의의 한 송신 안테나에서 출력되는 심벌들만을 주기적으로, 즉 세 심벌들 걸러 한번씩 천공하는 패턴이다. 상기 표 1에 도시한 천공 패턴 1과 같이 두 개의 송신 안테나들에서 출력되는 심벌들을 주기적으로 번갈아가면서 천공하는 것은 rank가 1이 되는 에러의 최소 길이가 13 혹은 16과 같이 증가됨을 알 수 있는데, 상기 에러의 최소 길이가 증가되는 것은 에러 매트릭스에서 0의 엘리먼트들이 존재하는 위치를 더 멀리 이격시키도록 하기 때문에 rank가 감소되는 경우를 줄일 수 있다. 특히, 상기 송신 안테나들에서 송신하는 단위 송신 시간인 프레임(frame)이 13 심벌 혹은 16심벌로 구성될 경우, 상기 천공 패턴 1을 적용하면 rank가 감소되는 경우를 제거할 수 있다.

<82> 또한, 상기 constraint length K가 4이고(constraint length K = 4), 천공 패턴이 상기 표 1의 천공 패턴 1과 같을 경우 최적의 generator polynomial은 하기와 같다. 여기서, 상기 최적의 generator polynomial이라 함은 다이버시티 이득을 손실하는 에러 매트릭스의 열 개수들중 최소 개수가 13인 generator polynomial을 나타낸다.

<83> <최적 generator polynomial(constraint length K = 4)>

<84> 131 $g_1 = 1 + D + D^3$, $g_2 = 1 + D^3$

<85> 133 $g_1 = 1 + D^2 + D^3$, $g_2 = 1 + D^3$

<86> 159 $g_1 = 1 + D^3$, $g_2 = 1 + D + D^3$

<87> 189 $g_1 = 1 + D^3$, $g_2 = 1 + D^2 + D^3$

<88> 상기 최적 generator polynomial들에서 159와, 189의 경우 적용되는 천공 패턴이 상기 표 1의 천공 패턴 3일 경우에도 다이버시티 이득을 손실하는 에러 매트릭스의 최소 열 개수가 13을 유지한다.

<89> 또한, 상기 constraint length K가 5이고(constraint length K = 5), 천공 패턴이 상기 표 1의 천공 패턴 1과 같을 경우 최적의 generator polynomial은 하기와 같다. 여기서, 상기 최적의 generator polynomial이라 함은 다이버시티 이득을 손실하는 에러 매트릭스의 열 개수들 중 최소 개수가 16인 generator polynomial을 나타낸다.

<90> <최적 generator polynomial(constraint length K = 5)>

<91> 581 $g_1 = 1 + D + D^2 + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^4$

<92> 587 $g_1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^4$

<93> 589 $g_1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^4$

<94> 701 $g_1 = 1 + D + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^2 + D^4$

<95> 707 $g_1 = 1 + D^3 + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^2 + D^4$

<96> 713 $g_1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^2 + D^4$

<97> 767 $g_2 = 1 + D + D^2 + D^4$, $g_2 = 1 + D^3 + D^4$

<98> 773 $g_1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$, $g_2 = 1 + D^3 + D^4$

<99> 775 $g_1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$, $g_2 = 1 + D^3 + D^4$

<100> 887 $g_1 = 1 + D + D^4$, $g_2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$

<101> 893 $g1 = 1 + D^3 + D^4$, $g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$

<102> 899 $g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$, $g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$

<103> 949 $g1 = 1 + D + D^4$, $g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$

<104> 953 $g1 = 1 + D + D^2 + D^4$, $g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$

<105> 955 $g1 = 1 + D^3 + D^4$, $g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$

<106> 959 $g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$, $g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$

<107> 그러면 여기서 도 7을 참조하여 constraint length K가 4인 경우의 STTC를 사용하는 통신 시스템의 성능을 살펴보기로 한다.

<108> 상기 도 7은 constraint length K가 4인 경우 본 발명의 시뮬레이션 결과를 개략적으로 도시한 그래프이다.

<109> 상기 도 7을 참조하면, 먼저 송신기의 송신 안테나는 2개이고, STTC 인코딩에서 적용하는 constraint length K는 4이며($K = 4$), 변조 방식으로 BPSK 방식을 적용하며, 수신기의 수신 안테나는 1개라고 가정하기로 한다. 또한, 상기 2개의 송신 안테나에서 송신된 신호가 서로 독립적인 레일리 페이딩(rayleigh fading) 채널을 겪고, 채널 추정은 채널 추정 성능이 100%라고 가정하기로 하며, 또한 generator polynomial을 g_{133} , 즉 $g1 = 1 + D^2 + D^3$, $g2 = 1 + D^3$ 을 사용한다고 가정하기로 하며, 한 프레임이 12개의 심벌들로 구성된다고 가정하기로 한다.

<110> 상기 도 7에는 constraint length가 4, 즉 state의 개수가 8개인 BPSK용 STTC의 프레임 에러율(Frame error rate)이 도시되어 있다. 상기 천공을 두 개의 송신 안테나 모두에 적용한 경우(상기 도 7에서 "1110/1011"로 표기함)는 상기 천공을 적용하지 않은 경우(상기 도 7에서 "1111/1111"로 표기함)에 비해 프레임 에러율이 0.1인 지점과 프레임 에러율이 0.01인 지점 모

두에서 약 1[dB]정도 성능 저하를 보임을 알 수 있다. 이는 천공을 적용할 경우 천공을 적용하지 않는 경우와 동일한 프레임 에러율을 가지기 위해서는 송신기에서 송신 전력을 1[dB]정도 증가시켜야 함을 의미한다. 즉, 상기 송신기가 천공을 수행함으로써 천공을 수행하지 않을 경우에 비해 코딩 이득면에서는 약 1[dB] 정도의 손실이 있었음을 나타낸다. 그러나, 상기 두 개의 송신 안테나 모두에 천공을 적용한 경우와 상기 천공을 적용하지 않은 경우 각각의 프레임 에러율의 기울기는 동일한데, 이는 상기 천공을 적용한다고 할지라도 다이버시티 이득을 그대로 유지함을 나타낸다.

<111> 상기 두 개의 송신 안테나 모두에 천공을 적용한 경우와는 달리 하나의 송신 안테나에서 출력되는 심벌들에만 천공을 적용하는 경우(상기 도 7에서 "1111/1010"로 표기함)는 상기 천공을 적용하지 않은 경우에 비해 프레임 에러율이 0.1인 지점에서는 약 1[dB]정도 성능 저하를 보이고, 프레임 에러율이 0.01인 지점에서는 약 3[dB]정도 성능 저하를 보임을 알 수 있다. 결국, 상기 두 개의 송신 안테나들 중 어느 특정한 한 송신 안테나에서 출력되는 심벌들에만 천공을 적용하는 경우 상기 프레임 에러율의 기울기가 상기 천공을 적용하지 않은 프레임 에러율의 기울기보다 낮아지고, 이는 다이버시티 이득에 손실이 발생하였음을 나타낸다.

<112> 다음으로 도 8을 참조하여 constraint length K가 5인 경우의 STTC를 사용하는 통신 시스템의 성능을 살펴보기로 한다.

<113> 상기 도 8은 constraint length K가 5인 경우 본 발명의 시뮬레이션 결과를 개략적으로 도시한 그래프이다.

<114> 상기 도 8을 참조하면, 먼저 송신기의 송신 안테나는 2개이고, STTC 인코딩에서 적용하는 constraint length K는 5이며($K = 5$), 변조 방식으로 BPSK 방식을 적용하며, 수신기의 수신 안테나는 1개라고 가정하기로 한다. 또한, 상기 2개의 송신 안테나에서 송신된 신호가 서로

독립적인 레일레이 페이딩 채널을 겪고, 채널 추정은 채널 추정 성능이 100%라고 가정하기로 하며, 또한 generator polynomial을 g_{953} , 즉 $g_1 = 1 + D + D^2 + D^4$, $g_2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$ 을 사용한다고 가정하기로 하며, 한 프레임이 16개의 심벌들로 구성된다고 가정하기로 한다.

<115> 상기 도 8에는 constraint length K 가 5, 즉 state의 개수가 16개인 BPSK용 STTC의 프레임 에러율이 도시되어 있다. 상기 천공을 두 개의 송신 안테나 모두에 적용한 경우(상기 도 8에서 "1110/1011"로 표기함)는 상기 천공을 적용하지 않은 경우(상기 도 8에서 "1111/1111"로 표기함)에 비해 프레임 에러율이 0.1인 지점과 프레임 에러율이 0.01인 지점 모두에서 약 1[dB]정도 성능 저하를 보임을 알 수 있다. 이는 천공을 적용할 경우 천공을 적용하지 않는 경우와 동일한 프레임 에러율을 가지기 위해서는 송신기에서 송신 전력을 1[dB]정도 증가시켜야 함을 의미한다. 즉, 상기 송신기가 천공을 수행함으로써 천공을 수행하지 않을 경우에 비해 코딩 이득면에서는 약 1[dB] 정도의 손실이 있었음을 나타낸다. 그러나, 상기 두 개의 송신 안테나 모두에 천공을 적용한 경우와 상기 천공을 적용하지 않은 경우 각각의 프레임 에러율의 기울기는 동일한데, 이는 상기 천공을 적용한다고 할지라도 다이버시티 이득을 그대로 유지함을 나타낸다.

<116> 상기 두 개의 송신 안테나 모두에 천공을 적용한 경우와는 달리 하나의 송신 안테나에서 출력되는 심벌들에만 천공을 적용하는 경우(상기 도 8에서 "1111/1010"로 표기함)는 상기 천공을 적용하지 않은 경우에 비해 프레임 에러율이 0.1인 지점에서는 약 1.5[dB]정도 성능 저하를 보이고, 프레임 에러율이 0.01인 지점에서는 약 5[dB]정도 성능 저하를 보임을 알 수 있다. 결국, 상기 두 개의 송신 안테나들 중 어느 특정한 한 송신 안테나에서 출력되는 심벌들에만 천공을 적용하는 경우 상기 프레임 에러율의 기울기가 상기 천공을 적용하지 않은 프레임 에러율의 기울기보다 낮아지고, 이는 다이버시티 이득에 손실이 발생하였음을 나타낸다.

- <117> 한편, 상기에서 설명한 다중화기(511)의 본 발명에 따른 trellis termination 동작을 설명하기로 한다.
- <118> 일반적으로 trellis termination이라 함은 전송 프레임 단위로 해당 송신 프레임의 마지막 부분에 미리 설정된 비트들 만큼, 일 예로 K개의 비트들에 널 데이터(null data), 즉 0을 삽입하여 송신하는 것을 나타낸다. 송신기가 trellis termination을 통해 해당 송신 프레임의 송신이 종료됨을 알려주고, 이에 수신기는 수신 프레임의 종료를 검출할 수 있다. 그러면 여기서 일반적인 trellis termination에 따른 송신 프레임 포맷을 도 9를 참조하여 설명하기로 한다.
- <119> 상기 도 9는 일반적인 trellis termination에 따른 송신 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면이다.
- <120> 상기 도 9를 참조하면, 상기 송신 프레임 포맷은 트레이닝 시퀀스 송신 구간(Training Sequence)(911)과, 정보 데이터 송신 구간(Data)(913)과, trellis termination 구간(915)로 구성된다. 상기 트레이닝 시퀀스 송신 구간(911)은 상기 송신기와 수신기간 초기 채널 추정을 위한 트레이닝 시퀀스가 송신되는 시구간이며, 상기 정보 데이터 송신 구간(913)은 실제 정보 데이터들이 송신되는 시구간이며, trellis termination 구간(915)은 trellis termination을 위한 설정 개수, 일 예로 K개의 널 데이터들이 전송되는 구간이다.
- <121> 그런데, STTC를 사용하는 송신기에서 constraint length k가 4일 경우, 상기 수학식 3과, 수학식 4 및 수학식 6에서 설명한 바와 같은 에러 매트릭스 B를 적용하면 상기 에러 매트릭스 B의 길이가 12인 경우까지는 다이버시티 이득이 유지된다. 하지만 상기 에러 매트릭스 B의 길이가 12를 초과하는 경우 다이버시티 이득이 손실된다. 즉, 송신 프레임 단위로 trellis termination한다고 가정할 때, 상기 송신 프레임 길이가 12를 넘는 경우 다이버시티 이득이 손

실되고, 이는 결과적으로 천공된 STTC의 프레임 에러율을 증가시키는 요인으로 작용한다. 이렇게 프레임 에러율이 증가되기 때문에 결과적으로 STTC를 사용하는 송신기에서 송신 가능한 송신 프레임 길이가 제한되게 된다.

<122> 그러나, 본 발명에서는 상기 도 5에서 설명한 다중화기(511)가 trellis termination을 위한 널데이터 삽입 위치를 제어한다. 즉, 송신 프레임의 마지막 위치에 일괄적으로 trellis termination을 위해 널데이터를 삽입하는 것이 아니라 정보 데이터들을 전송하는 중에 trellis termination을 위한 널데이터를 삽입한다. 이를 도 10을 참조하여 설명하기로 한다.

<123> 상기 도 10은 본 발명의 trellis termination에 따른 송신 프레임 포맷을 개략적으로 도시한 도면이다.

<124> 상기 도 10을 참조하면, 상기 송신 프레임 포맷은 트레이닝 시퀀스 송신 구간(Training Sequence)(1011)과, 정보 데이터 송신 구간(Data)들(1013)(1017)(1019)과, trellis termination 구간들(1015)(1021)로 구성된다. 상기 트레이닝 시퀀스 송신 구간(1011)은 상기 송신기와 수신기간 초기 채널 추정을 위한 트레이닝 시퀀스가 송신되는 시구간이며, 상기 정보 데이터 송신 구간들(1013)(1017)(1019)은 실제 정보 데이터들이 송신되는 시구간이며, trellis termination 구간들(1015)(1021)은 trellis termination을 위한 널 데이터가 송신되는 구간이다. 상기 도 10에 도시한 바와 같이 본 발명에서는 trellis termination을 위한 널 데이터를 송신 프레임의 마지막에 일괄적으로 삽입하여 송신하는 것이 아니라 정보 데이터들을 전송하는 사이에 삽입하여 송신한다. 즉, constraint length k 가 " K "라고 가정하고, 상기 STTC의 특성상 상기 에러 매트릭스 B 의 rank를 잃기 시작하는 시점, 즉 다이버시티 이득을 손실하기 시작하는 시점의

열 개수가 q 라고 가정하면, 상기 다중화기(511)는 $q - K$ 개의 정보 데이터들을 송신한 후 $K-1$ 개의 널 데이터들을 송신하는 형태가 반복되는 형태로 다중화를 제어한다. 결과적으로 상기 다중화기(511)는 상기 도 10에 도시되어 있는 송신 프레임 포맷에 상응하게 $q - K$ 개의 정보 데이터들을 송신한 후 $K-1$ 개의 널 데이터들을 송신하고, 다시 $q - K$ 개의 정보 데이터들을 송신한 후 $K-1$ 개의 널 데이터들을 송신되는 형태가 반복되도록 다중화하는 것이다.

<125> 일 예로, 본 발명에서와 같이 천공한 후의 코드 레이트를 R 이라고 가정하며, 상기 트래이닝 시퀀스를 제외한 송신 프레임 길이를 L 이라고 가정한다. 만약, 일반적인 trellis termination을 적용할 경우 천공한 후의 코드 레이트는 천공하지 않을 경우의 코드 레이트에 비해 R 배 만큼 증가한다. 그러나, 본 발명의 trellis termination을 적용할 경우 $q-K$ 개의 정보 데이터들을 송신한 후 $K-1$ 개의 널 데이터들을 송신하기 때문에 결과적으로 일반적인 trellis termination을 적용할 경우보다 $\frac{L}{(Q-1)*(K-1)}$ 개의 심벌들을 덜 송신하게 되고, 따라서 코드 레이트는 $\frac{R-(K-1)}{(q-1)}$ 이 된다. 물론, 코드 레이트 면에서 손실이 발생하기는 하지만 본 발명에 따른 trellis termination을 적용할 경우 송신기에서 송신하는 송신 프레임의 길이 L 에 상관없이 언제나 다이버시티 이득을 유지하는 것이 가능하다. 이렇게 다이버시티 이득을 유지하는 것은 특히 높은 신호대 잡음비(SNR: Signal to Noise Ratio)를 가지는 경우 성능 향상을 가져온다. 또한, rank를 잃기 시작하는 에러 매트릭스 B 의 열 개수가 q 가 되더라도 trellis termination의 주기를 $q-1$ 보다 증가시킴으로써 코드 레이트 손실을 방지할 수 있다.

<126> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의

범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

【발명의 효과】

<127> 상술한 바와 같은 본 발명은, STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 송신 안테나별로 송신되는 정보 데이터 심벌들을 주기적으로 천공하여 송신함으로써 데이터 전송률을 증가시킨다는 이점을 가진다. STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 천공을 통해 데이터 전송률을 증가시키면서도 다이버시티 이득을 그대로 유지하여 시스템 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다. 또한, STTC를 사용하는 이동 통신 시스템에서 trellis termination을 정보 데이터 송신중에 주기적으로 수행함으로써 어떤 길이의 송신 프레임의 송신하더라도 다이버시티 이득을 유지할 수 있다는 이점을 가진다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

M개의 송신 안테나들을 가지는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 송신 장치에 있어서,

P 개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P개의 인코더들과,

상기 P개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M개의 변조기들과,

상기 M개의 송신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신하는 M개의 천공기들을 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 4】

제1항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 4개일 경우 하기 수학식 8과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 8】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 5】

제1항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 방식이 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식일 경우 하기 수학식 9같은 천공 매트릭스에 상응하게 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 9】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 6】

제1항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신되는 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 4일 경우 상기 P개의 인코더들 각각은 하기 <제1 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식을 상기 최적 생성 다항식으로 사용함을 특징으로 하는 상기 장치.

<제1 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^3, \quad g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3, \quad g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, \quad g2 = 1 + D + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3$$

【청구항 7】

제1항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신되는 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의

구속장이 5일 경우 상기 P개의 인코더들 각각은 하기 <제2 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식을 상기 최적 생성 다항식으로 사용함을 특징으로 하는 상기 장치.

<제2 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g2 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

【청구항 8】

제1항에 있어서,

상기 장치는 상기 정보 비트열들과 트렐리스 종료를 위한 널 데이터열들을 다중화하는 다중화기를 더 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 9】

제2항에 있어서,

상기 다중화기는 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 K이고, 상기 시공간 트렐리스 코드의 다이버시티 계수가 손실되는 에러 매트릭스의 열수가 q일 경우, 한 프레임 동안 반복적으로 q - K개의 정보 비트열들을 출력한 후 K-1 개의 널 데이터열들을 출력함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 10】

M개의 송신 안테나들을 가지는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 송신 방법에 있어서,

P 개의 정보 비트열들 각각을 입력하고, 상기 입력된 각 정보 비트열들을 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 과정과,

상기 인코딩된 P개의 정보 비트열들을 입력하여 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 과정과,

상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 11】

제10항에 있어서,

상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 12】

제10항에 있어서,

상기 M개의 변조 심벌열들 각각에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 13】

제10항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 4개일 경우 하기 수학식 10과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 10】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 14】

제10항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 방식이 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식일 경우 하기 수학식 11과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 11】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 15】

제10항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신되는 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 4일 경우 하기 <제1 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식이 상기 최적 생성 다항식으로 사용됨을 특징으로 하는 상기 방법.

<제1 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^3, g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3, g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, g2 = 1 + D + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, g2 = 1 + D^2 + D^3$$

【청구항 16】

제10항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 M개의 송신 안테나들을 통해 송신되는 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 5일 경우 하기 <제2 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식이 상기 최적 생성 다항식으로 사용됨을 특징으로 하는 상기 방법.

<제2 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g2 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

【청구항 17】

제10항에 있어서,

상기 방법은 정보 비트열들과 트렐리스 종료를 위한 널 데이터열들을 다중화하는 과정을

더 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 18】

제17항에 있어서,

상기 다중화 과정은 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 K 이고, 상기 시공간 트렐리스 코드의 다이버시티 계수가 손실되는 에러 매트릭스의 열수가 q 일 경우, 한 프레임 동안 반복적으로 $q - K$ 개의 정보 비트열들을 출력한 후 $K-1$ 개의 널 데이터열들을 출력하는 것임을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 19】

송신기에서 N 개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 송신 심벌열들을 M 개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 수신 장치에 있어서,

상기 M 개의 수신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M 개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 채널 추정기와,

상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 P 개의 인코더들과,

상기 P 개의 인코더들 각각에서 출력하는 정보 비트열들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 M 개의 변조기들과,

상기 M 개의 송신 안테나들 각각과 연결되며, 상기 M 개의 변조기들에서 출력하는 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하여 출력하는 M 개의 천공기들과,

상기 M개의 천공기들에서 출력하는 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정된 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 송신 심벌열 검출기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 20】

제19항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 21】

제19항에 있어서,

상기 M개의 천공기들 각각은 상기 M개의 변조기들 각각에서 출력한 변조 심벌열에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 22】

제19항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 4개일 경우 하기 수학식 12와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 12】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 23】

제19항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 방식이 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식일 경우 하기 수학식 13과 같은 천공 매트릭스에 상응하게 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 장치.

【수학식 13】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 24】

제19항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 4일 경우 상기 P개의 인코더들 각각은 하기 <제1 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식을 상기 최적 생성 다항식으로 사용함을 특징으로 하는 상기 장치.

<제1 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^3, g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3, g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, g2 = 1 + D + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, g2 = 1 + D^2 + D^3$$

【청구항 25】

제19항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 5일 경우 상기 P개의 인코더들 각각은 하기 <제2 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식을 상기 최적 생성 다항식으로 사용함을 특징으로 하는 상기 장치.

<제2 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g2 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

【청구항 26】

제19항에 있어서,

상기 송신 심벌열 생성기는 상기 M 개의 천공기들에서 출력하는 변조 심벌열들이 상기 채널 추정기에서 채널 추정된 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력을 생성하는 hypothesis와,

상기 가상 채널 출력과 상기 수신 심벌열들간의 거리를 계산하는 메트릭 계산기와,

상기 가상 채널 출력과 상기 수신 심벌열들간의 거리들 중에서 최소 거리를 가지는 수신 심벌열을 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열로 검출하는 최소 거리 선택기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 27】

제19항에 있어서,

상기 장치는 상기 정보 비트열들과 트렐리스 종료를 위한 널 데이터열들을 다중화하는 다중화기를 더 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 28】

제27항에 있어서,

상기 다중화기는 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 K 이고, 상기 시공간 트렐리스 코드의 다이버시티 계수가 손실되는 에러 매트릭스의 열수가 q 일 경우, 한 프레임 동안 반복적으로 $q - K$ 개의 정보 비트열들을 출력한 후 $K-1$ 개의 널 데이터열들을 출력함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 29】

송신기에서 N개의 송신 안테나들 각각을 통해 송신되는 송신 심벌열들을 M개의 수신 안테나들을 통해 수신하는 이동 통신 시스템에서 최대 다이버시티 이득을 가지는 데이터 수신 방법에 있어서,

상기 M개의 수신 안테나들에서 출력하는 수신 심벌열들을 입력하여 채널 추정하는 과정과,

상기 송신기에서 송신 가능한 모든 정보 비트열들 각각에 대해 미리 설정되어 있는 최적 생성 다항식에 따라 시공간 트렐리스 코드로 인코딩하는 과정과,

상기 인코딩된 정보 비트열들을 미리 설정된 변조 방식으로 변조하여 변조 심벌열들로 출력하는 과정과,

상기 변조 심벌열들 각각에 대해서 미리 설정된 위치의 적어도 하나의 변조 심벌을 천공하는 과정과,

상기 적어도 하나의 변조 심벌이 천공된 변조 심벌열들이 상기 채널 추정한 채널과 동일한 채널을 통해 송신되었을 경우의 가상 채널 출력과, 상기 수신 심벌열들을 가지고 상기 송신기에서 송신한 송신 심벌열들을 검출하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 30】

제29항에 있어서,

상기 변조 심벌열들 각각에 대해서 상기 천공되는 변조 심벌들의 개수를 동일한 개수로 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 31】

제29항에 있어서,

상기 변조 심벌열들 각각에 대해서 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 주기적으로 반복 되도록 설정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 32】

제29항에 있어서,

상기 M 이 2이고, 상기 변조 심벌열을 구성하는 심벌들의 개수가 4개일 경우 하기 수학식 14와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 상기 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 14】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 33】

제29항에 있어서,

상기 M이 2이고, 상기 변조 방식이 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 방식일 경우 하기 수학식 15와 같은 천공 매트릭스에 상응하게 변조 심벌이 천공되는 위치가 결정됨을 특징으로 하는 상기 방법.

【수학식 15】
$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

상기 천공 매트릭스 P_1 에서 열(column)은 송신 구간, 행(row)은 송신 안테나에 대응되며, 엘리먼트 0의 위치에서 상기 변조 심벌이 천공됨.

【청구항 34】

제29항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 4일 경우 하기 <제1 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식이 상기 최적 생성 다항식으로 사용됨을 특징으로 하는 상기 방법.

<제1 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^3, \quad g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3, \quad g2 = 1 + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, \quad g2 = 1 + D + D^3$$

$$g1 = 1 + D^3, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3$$

【청구항 35】

제29항에 있어서,

상기 최적 생성 다항식은 상기 변조 심벌열들이 상기 최대 다이버시티 이득을 유지하도록 하는 생성 다항식이며, 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 5일 경우 하기 <제2 최적 생성 다항식>의 생성 다항식들 중 어느 한 생성 다항식이 상기 최적 생성 다항식으로 사용됨을 특징으로 하는 상기 방법.

<제2 최적 생성 다항식>

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^4$$

$$g2 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D + D^2 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

$$g1 = 1 + D^2 + D^3 + D^4, \quad g2 = 1 + D + D^2 + D^3 + D^4$$

【청구항 36】

제29항에 있어서,

상기 방법은 정보 비트열들과 트렐리스 종료를 위한 널 데이터열들을 다중화하는 과정을 더 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

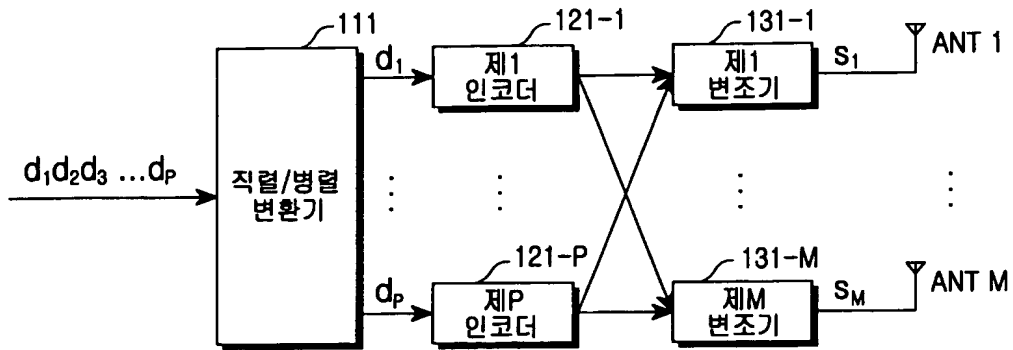
【청구항 37】

제36항에 있어서,

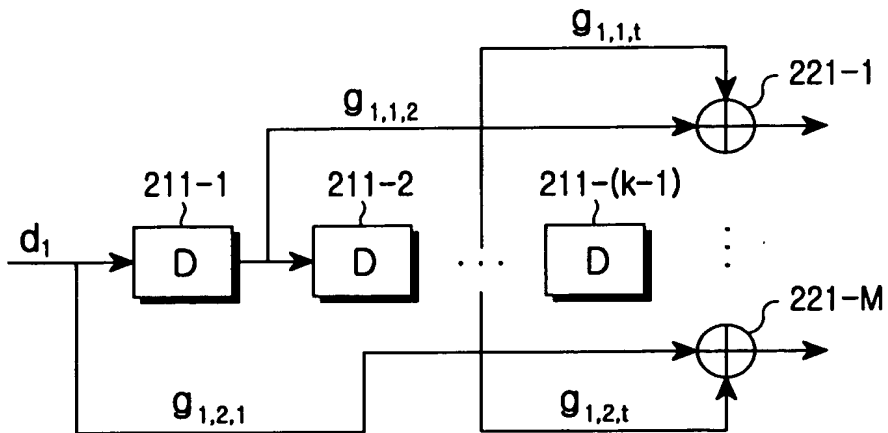
상기 다중화 과정은 상기 시공간 트렐리스 코드의 구속장이 K이고, 상기 시공간 트렐리스 코드의 다이버시티 계수가 손실되는 에러 매트릭스의 열수가 q일 경우, 한 프레임 동안 반복적으로 q - K개의 정보 비트열들을 출력한 후 K-1 개의 널 데이터열들을 출력하는 것임을 특징으로 하는 상기 방법.

【도면】

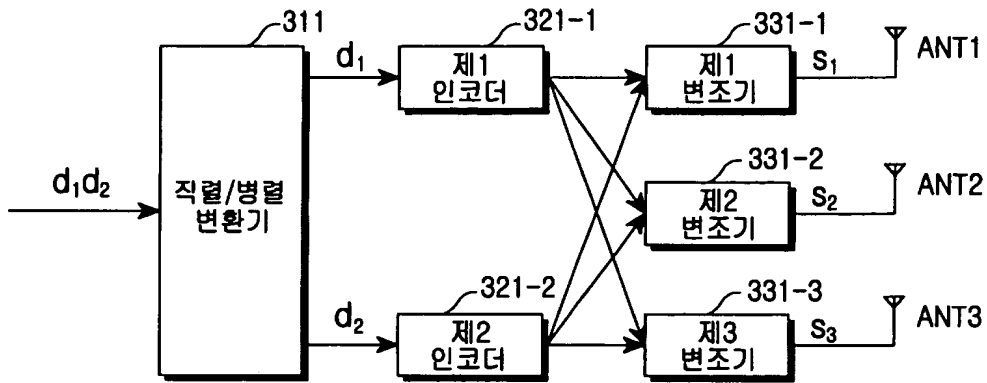
【도 1】



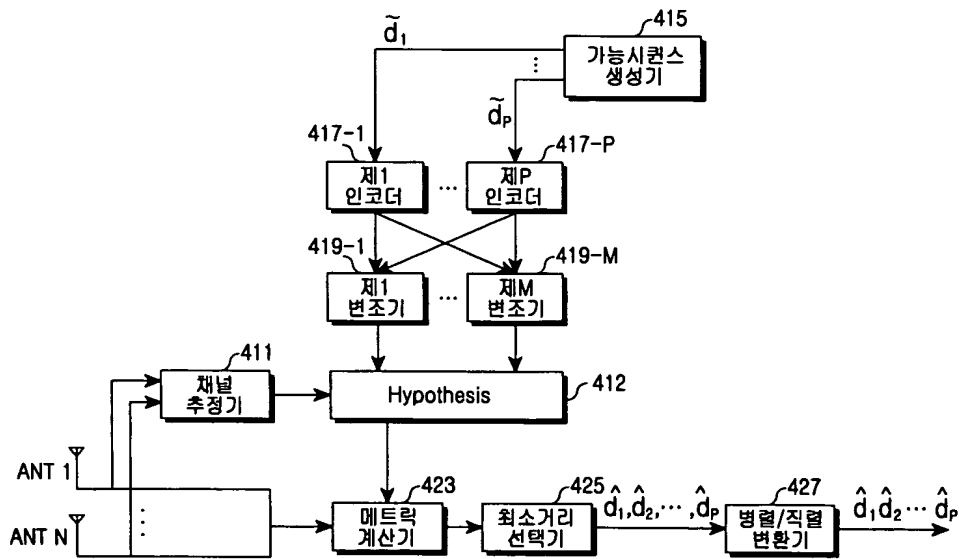
【도 2】



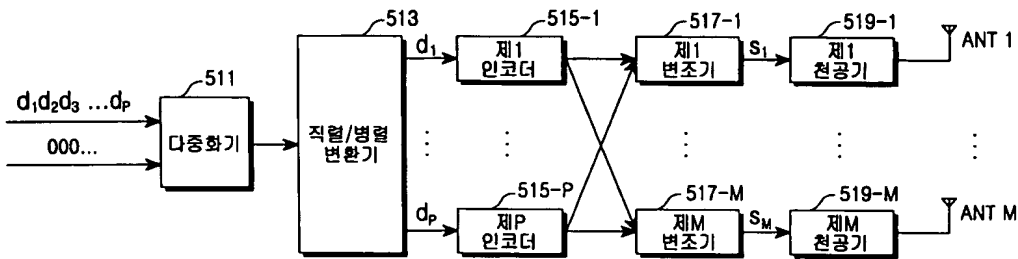
【도 3】



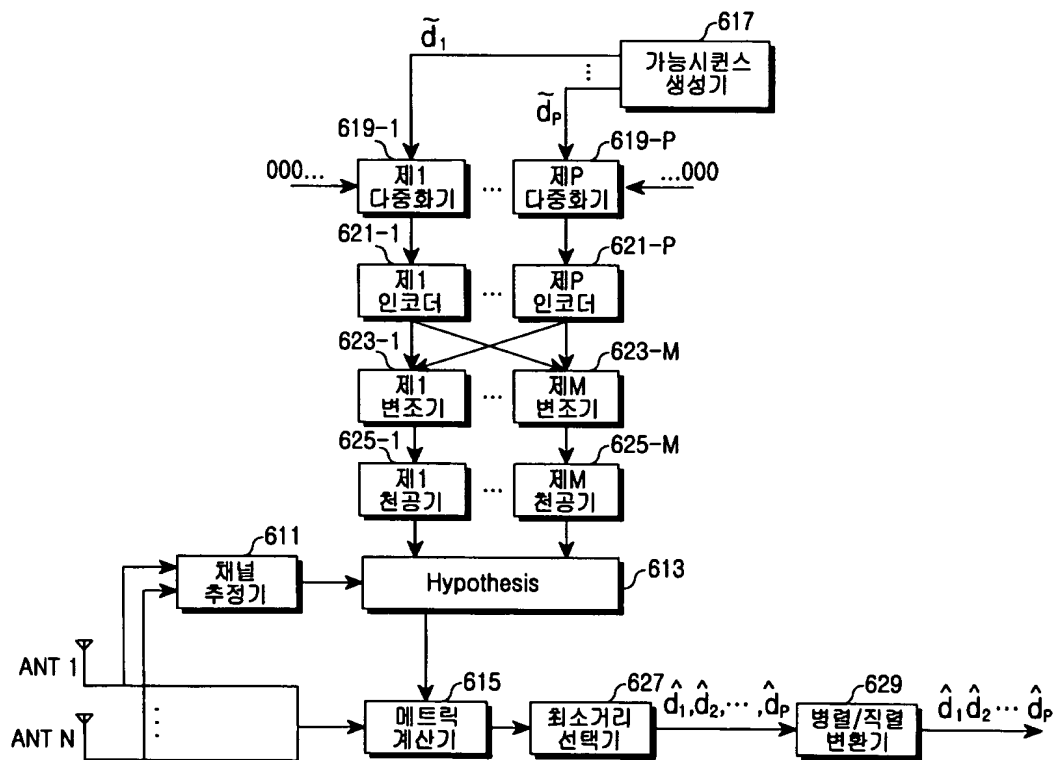
【도 4】



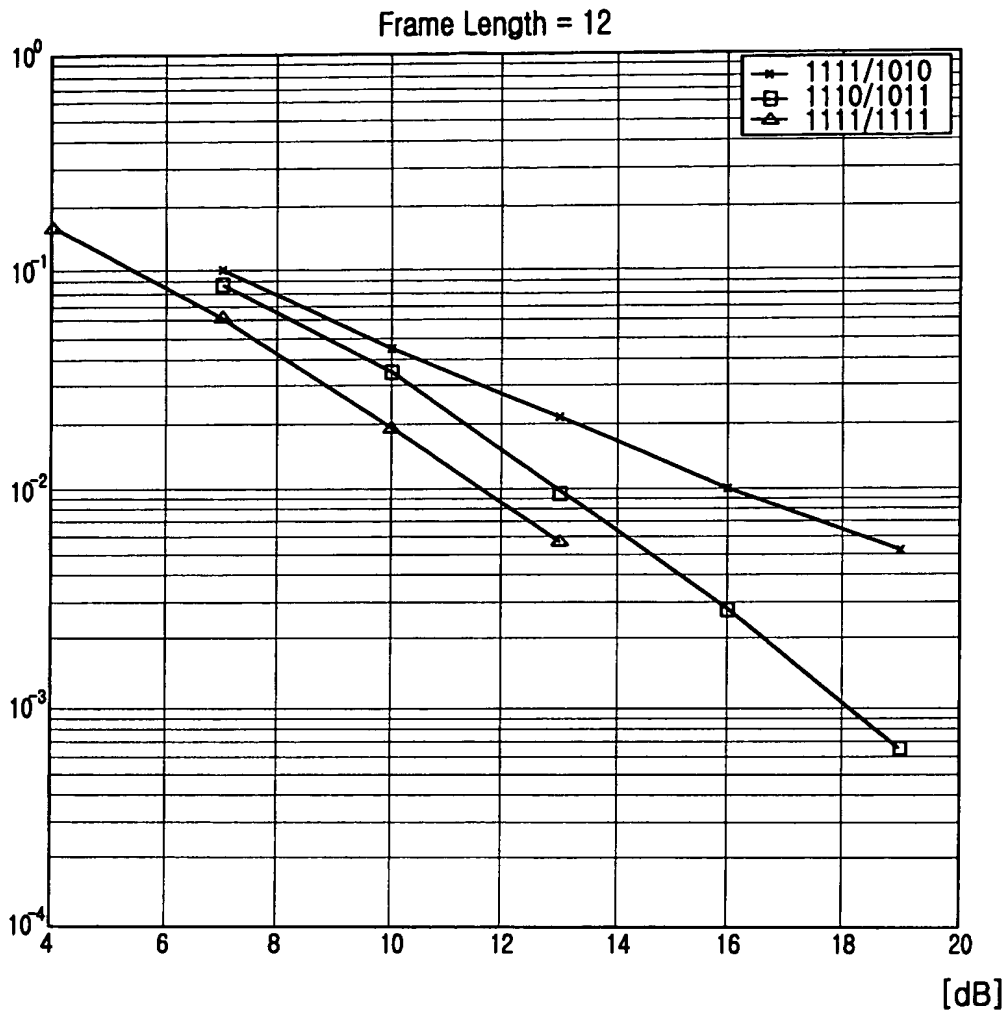
【도 5】



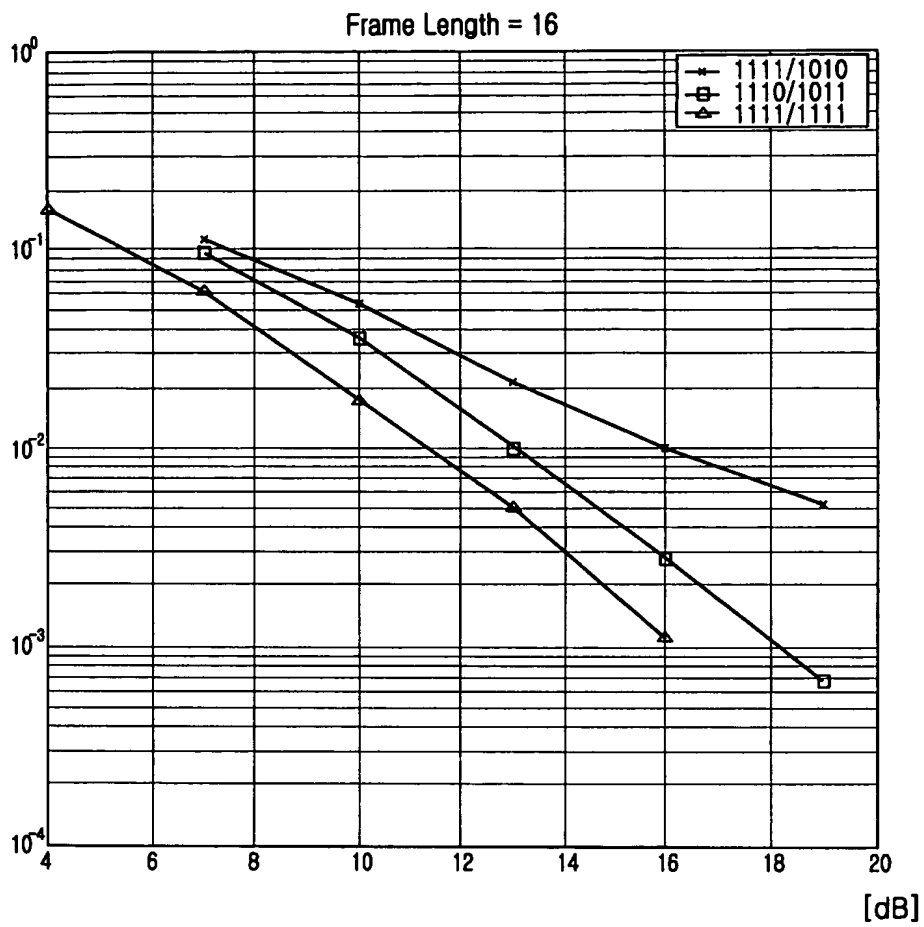
【도 6】



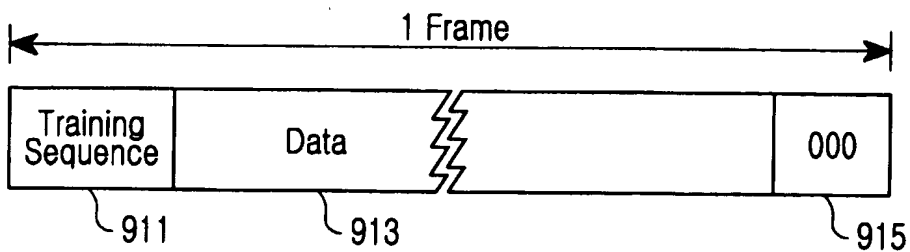
【도 7】



【도 8】



【도 9】



【도 10】

